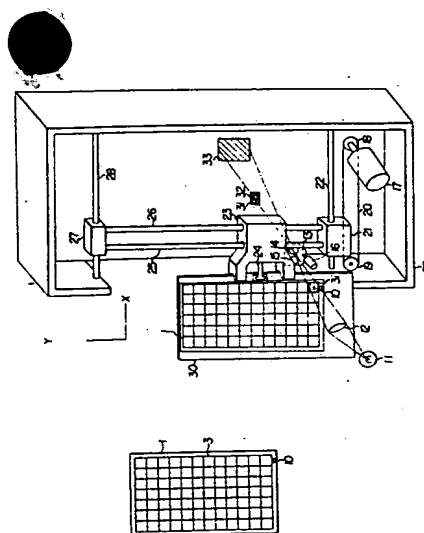


**(54) INFORMATION REFERENCE EQUIPMENT**

- (11) Kokai No. 52-109349 (43) 9.13.1977 (21) Appl. No. 51-25871  
 (22) 3.10.1976  
 (71) HITACHI SEISAKUSHO K.K. (72) SHIGERU UCHIDA  
 (52) JPC: 97(7)J5;103D1  
 (51) Int. Cl.<sup>2</sup> G06F15/40, G03B21/11

**PURPOSE:** To obtain the equipment easily operated by providing the mark equivalent to the each information partition to the information medium, by detecting this mark and by automatically alternating the magnifications of the photo system to eliminate the operations for the lens alternation unit.

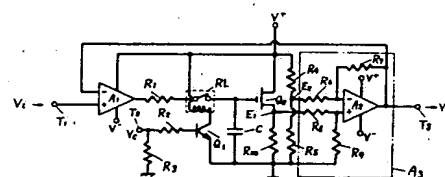
**CONSTITUTION:** The detection mark 10, equivalent to the standard, is provided to the information medium. To detect this mark 10, the reference equipment is composed of the source lamp 11, the condensing lens, the projection lens 14 equivalent to NMA standard, the projection lens 15 to COM standard, the lens alternating motor 16 directly connected to the lens holding plate B, the pulse motor 17 and the driving mechanism that drives the micro finish 30 directly connected to the motor vertically and horizontally. The feed pitch of the micro finish from this unit and the electronic circuit and the photo magnification are automatically set corresponding to the standard to alternate automatically corresponding to the size of the information partition, so that the information reference is operated.

**(54) MEMORY DEVICE FOR ANALOG VOLTAGE**

- (11) Kokai No. 52-109350 (43) 9.13.1977 (21) Appl. No. 51-26509  
 (22) 3.10.1976  
 (71) MATSUSHITA DENKI SANGYO K.K.  
 (72) SHIYUNJI MINAMI  
 (52) JPC: 97(8)D1  
 (51) Int. Cl.<sup>2</sup> G11C27/00

**PURPOSE:** To enable to memorize the quantity of analog in the positive and negative regions by using the circuit composed of the MOS-type FET, and the combination of the condenser and the high-insulator switch.

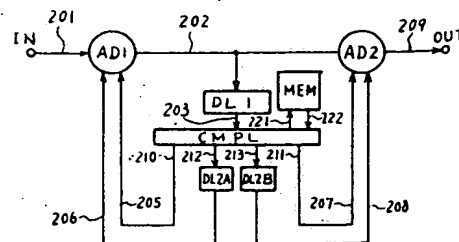
**CONSTITUTION:** The output terminal of the arithmetic amplifier  $A_1$  is connected to lead relay RL that operates as a high insulator switch through the resistance  $R_1$  and the another terminal to the gate of the MOS-type FET  $Q_2$ . The non-polarized condenser C is arranged between the gate of the FET  $Q_2$  and the earth and the resistance  $R_{10}$  is between the source and the earth. The source follower voltage and the reference potential are supplied to each input of the differential amplifier  $A_2$ , and its output is connected to the inversion input of the amplifier  $A_2$ , so that this circuit is constituted. This circuit memorizes by applying the signal  $V_i$  from non-inversion input of the amplifier  $A_1$  to the output of the differential amplifier so as to obtain the greater output than the difference between the source follower output of the FET  $Q_2$  and the reference potential regarding the amplification factor of the amplifier  $A_2$  as more than 1. The high insulator switch of this circuit is composed of MOS-type FET  $Q_1$ .

**(54) DIGITAL FILTER**

- (11) Kokai No. 52-109351 (43) 9.13.1977 (21) Appl. No. 51-25156  
 (22) 3.10.1976  
 (71) HITACHI SEISAKUSHO K.K. (72) HIROSHI KOSUGI  
 (52) JPC: 98(3)A32  
 (51) Int. Cl.<sup>2</sup> H03H7/28

**PURPOSE:** To obtain the filter reduced the access time without the use of the multiplier by providing the filter function with the memory accessed and read and by simplifying the circuit and the control.

**CONSTITUTION:** The equipment consists of the address  $AD_1$  and  $AD_2$ , the delay circuits  $DL_1$ ,  $DL_2A$ , and  $DL_2B$ , the auxiliary conversion circuit CMPL and the memory MEM. The memory MEM and the auxiliary conversion circuit are constituted so that the product of each factor multiplied one another is obtained. The data corresponding to the input data are stored in the address product each factor multiplied one another, in case of the supply of the positive numeric to the auxiliary conversion circuit CMPC, is stored in the data fields 1 to 4 and they, in case of the supply of the negative numeric, are converted into the numerics having the same absolute value and opposite sign of the numeric in the data 1 to 4. And the products corresponding to each address field are stored in another data fields. With the input supplied, this equipment searches for the address to read out the corresponding output.



⑨日本国特許庁  
公開特許公報

⑪特許出願公開  
昭52—109351

⑤Int. Cl.<sup>2</sup>  
H 03 H 7/28

識別記号

⑥日本分類  
98(3) A 32

庁内整理番号  
7439—53

④公開 昭和52年(1977)9月13日

発明の数 1  
審査請求 有

(全 6 頁)

⑭デジタル・フィルタ装置

⑯特 願 昭51—25156  
⑯出 願 昭51(1976)3月10日  
⑯発 明 者 小杉宏  
横浜市戸塚区戸塚町216番地株

式会社日立製作所戸塚工場内  
⑯出 願 人 株式会社日立製作所  
東京都千代田区丸の内一丁目5  
番1号  
⑯代 理 人 弁理士 薄田利幸

明 細 書

1 発明の名称 デジタル・フィルタ装置

2 特許請求の範囲

2の補数コードで表わされた2進数のデータに加算、乗算等の演算を行なうことによりフィルタ作用を行なうデジタル・フィルタ装置において、乗算すべき入力データの絶対値に対応してその値と係数の積を求めず2進数を予め蓄積しておくメモリを設け、乗算すべき入力データが与えられたときにその積に相当する2進数を前記メモリから読み出し、指定された一方の極性の場合にはそのまま、他方の極性の場合にはコード変換を行なつて送出することによつて等価的に乗算作用を行なわせるように構成したことを特徴とするデジタル・フィルタ装置。

3 発明の詳細な説明

本発明はデジタル・フィルタに関するものである。

デジタル・フィルタの伝達関数は複素演算子 $Z$ の関数 $H(Z)$ として表わされる。このデ

タル伝達関数 $H(Z)$ を実現する回路構成としては通常2次フィルタの縦続形が使用される。この場合デジタル伝達関数 $H(Z)$ は次のように積の形で表わされる。

$$H(Z) = \prod_{i=1}^N H_i(Z)$$
$$H_i(Z) = \frac{Z^2 + b_{i1}Z + b_{i2}}{Z^2 + a_{i1}Z + a_{i2}}$$

このようにデジタル・フィルタを2次セクションの縦続接続で構成した場合、1つの2次セクションは普通第1図のような回路で実現される。図1図は $i=1$ の2次セクションの場合を示している。

図1図において $DL1$ 、 $DL2$ はそれぞれ1サンプル周期 $T$ の遅れを出力する遅延回路を、また $AD1$ 、 $AD2$ は加算器を、 $MP1$ 、 $MP2$ 、 $MP3$ 、 $MP4$ は乗算器を示す。乗算器 $MP1$ は入力103に係数 $-a_{11}$ を乗じた額を出力105として出し、乗算器 $MP2$ は入力104に係数 $-a_{12}$ を乗じた額を出力106として出す。また、乗算器 $MP3$ は入力103に係数 $b_{11}$ を乗じた額を出力107

として出し、乗算器 MP 4 は入力 104 に係数  $b_{12}$  を乗じた積を出力 108 として出す。また、加算器 AD 1 は入力 101、105、106 を加算した和を出力 102 として出し、加算器 AD 2 は入力 102、107、108 を加算した和を出力 109 として送出する。また、遅延回路 DL 1 は入力 102 を蓄積し、1 サンプリグ周期  $T$  後に出力 103 として送出する。遅延回路 DL 2 も入力 103 を蓄積し、1 サンプリグ周期  $T$  後に出力 104 として送出する。

以下第 1 図の 2 次セクションの動作を説明する。あるサンプリグ時点に入力 101 が与えられる。また乗算器 MP 1 ~ MP 4 は乗算を行ない、それぞれ出力 105 ~ 108 を送出する。また、加算器 AD 1 は入力 101 と乗算結果の 105、106 の 3 つの数の加算を行ない和 102 を送出し、これは加算器 AD 2 に与えられるとともに遅延回路 DL 1 に蓄積される。次に加算器 AD 2 は 102 と 107、108 の加算を行ない、和 109 を出力端子 OUT に送出する。

$$y(nT) = w(nT) + b_{11} w(nT-T) + b_{12} w(nT-2T)$$

の関係が成り立つ。

各サンプリグ周期毎に上記 2 つの関係により出力データ  $y(nT)$  を求めることになる。

ところでデータ 101 ~ 109 はすべてあるビット数  $N$  の 2 進数で表わされる。また係数  $-a_{11}$ 、 $-a_{12}$ 、 $b_{11}$ 、 $b_{12}$  はビット数  $N$  の 2 進数で表わされる。またデータも係数も正の数だけでなく負の数となることもある。負数を 2 進法で表現するには通常 2 の補数コードが用いられる。

これによれば  $d_0, d_1, d_2, \dots, d_{N-1}$  という 2 進数は

$$d = -d_0 + \sum_{i=1}^{N-1} d_i 2^{-i}$$

という節を表現することになる。ここで各  $d_i$  は 0 または 1 のいずれかの値となる。

たとえば  $N=6$  とした場合に 011110 は、

$$2^{-1} + 2^{-2} + 2^{-3} + 2^{-4} = 0.9375 \text{ となり、} 100010$$

は  $-1 + 2^{-4} = -0.9375$  となる。すなわち  $-1 \leq d < 1$  であり、 $d_0$  は正負の符号を表わすことがわかる。

そして次のサンプリグ周期  $T$  では入力 101 の値は前のサンプリグ周期  $T$  とは異なつた値となつて入力され、再び同様な動作を繰り返す。

この動作の時間関係を明確にするため数式的に表わしてみる。サンプリグ時点に  $T$  での入力 101、102、109 の値をそれぞれ  $x(nT)$ 、 $w(nT)$ 、 $y(nT)$  とする。遅延回路 DL 1 の出力 103 は 1 サンプリグ周期  $T$  だけ前の入力 102 の値になるから  $w(nT-T)$  で表わされ、また、遅延回路 DL 2 の出力 104 は 2 サンプリグ周期  $2T$  だけ前の入力 102 の値になるから  $w(nT-2T)$  で表わされる。

データ 102 は入力データ 101 とデータ 105、106 の和であることから

$$\begin{aligned} w(nT) &= \\ &= x(nT) - a_{11} x(nT-T) \\ &\quad - a_{12} w(nT-2T) \end{aligned}$$

の関係が成り立つ。

またデータ出力 109 はデータ 102、107、108 の和であることから

このようにデータ 101 ~ 109 と係数  $-a_{11}$ 、 $-a_{12}$ 、 $b_{11}$ 、 $b_{12}$  は 2 の補数コードで表わされている。

したがって加算器 AD 1、AD 2 は 2 の補数コードで表現された 2 進数の加算を行なつて和を 2 の補数コードで送出しなければならず、また、乗算器 MP 1 ~ MP 4 は 2 の補数コードで表現されたデータ入力と同じく 2 の補数コードで表現された係数の乗算を行ない、その積を 2 の補数コードで送出しなければならない。

2 の補数コードの性質により加算は 2 の補数コードのまま加算を行なえることが知られている。たとえば上記の例で  $0.9375 + (-0.9375)$  の演算は

$$\begin{array}{r} 011110 \\ + 100010 \\ \hline 1 \leftarrow 000000 \end{array}$$

で和が 0 となる。

しかし乗算の場合は 2 の補数コードを一旦符号プラス絶対値の形に変換し、絶対値同士で乗算を行ないその積の絶対値に積の符号を付加す

る。

そしてこれをまた2の補数コードに変換して和として送出する。

例として  $09375 \times (-0777)$  の場合を考えてみる。入力データ09375は6ビットの2進数で表わすと前述のように011110となる。係数のビット数Kも同じく6であるとすれば100111で表わされる。

この2数の乗算を行なうために各々を符号プラス絶対値に変換する。入力データは正数なので符号は0、絶対値は11110となる。係数は負数なので符号は1、絶対値は100111の各ビットを反転して末尾に1を加算することにより011001となる。絶対値同志の乗算は下記のように行なわれる。

$$\begin{array}{r} 11110 \\ \times 11001 \\ \hline 11110 \\ 00000 \\ 00000 \\ 11110 \\ + 11110 \\ \hline 1011101110 \end{array}$$

のは両者とも直列に与える方式であるがこの場合には演算時間は  $(K-1)(N-1)$  クロックの時間を必要とし、極めて長くなる。

このように乗算は乗算回路が複雑になり、演算時間も長くなる。デジタル・フィルタは1つの金物で係数を変化させて複数のフィルタとして機能するいわゆる時分割処理が可能だが他のLCフィルタ等にはない利点であるが、演算時間が長いことばその時分割多重度を低下させることになる。また、乗算はデータのビットと係数のビットを時間的に正しく与えなければならないので制御回路も複雑になるという欠点がある。

本発明の目的は上記従来の欠点をなくし、回路および制御が複雑で演算時間の長い乗算器を用いないデジタル・フィルタ装置を提供することにある。

本発明は、デジタル・フィルタ内の乗算はデータと係数という2数の積を求める動作であり、加算器のように3つの入力の和を求めること

特開昭52-109351(3)

の絶対値もまた5ビットで表現されなければならないから上位5ビットをとって10111となる。次に符号はデータが0、係数が1と違っているから積は負数となり、積の符号は1となる。このため符号ビット1と絶対値10111よりなる積をこの補数コードに変換して101001となる。

このように乗算器の動作は入力の2の補数コードから符号プラス絶対値への変換、絶対値同志の乗算、積の符号プラス絶対値から2の補数コードへの変換と3段階の動作から成り立っているが、特に回路構成上絶対値同志の乗算のハードウェアが複雑になり、また演算時間がかかる。2進数の乗算に要する時間はデータと係数のビットを直列に与えるか並列に与えるかで違ってくるが、金物があまり複雑にならないようにするために一方を並列、他方を直列に与えるのが普通である。たとえばデータの  $(N-1)$  ビットを直列に、係数の  $(K-1)$  ビットを並列に与えたとすれば、その乗算には  $(N-1)$  クロックの時間を必要とする。金物が最も簡単になる

いような多入力の動作ではないことと、入力データはサンプリング時点によつて時々刻々変るが係数は一定値であることに着目して、入力データ対応に積を予め計算してメモリに蓄積しておき、到来したデータの数値に対応する出力データを読み出し、積として送出するものである。また、メモリの必要な蓄積容量を減らすためにそのメモリには入力データの絶対値に対応する出力データを蓄積しておき、2の補数コードと符号プラス絶対値コード間の変換はメモリ外で行なうものである。

以下本発明の一実施例を図2図および図3図に従つて詳細に説明する。

図2図においてAD1とAD2は第1図と同様に加算器を示し、IN、OUTは第1図と同様にそれぞれ入力端子、出力端子を示す。また、DL1、DL2A、DL2Bは遅延回路を示す。またMEMはメモリであり、CMPLは補数変換回路である。遅延回路DL2AとDL2Bはその出力が入力に比べて1サンプリング周期Tだけ遅延す

る。またメモリMEMと補数変換回路CMPLはその出力210、211、212、213としてそれぞれ入力203に係数 $-a_{11}$ 、 $b_{11}$ 、 $-a_{12}$ 、 $b_{12}$ を乗じたものが得られるように構成してある。

第2図において、第1図と同様あるサンプリング時点 $nT$ での入力データ201の値を $x(nT)$ 、データ202の値を $w(nT)$ 、出力データ209の値を $y(nT)$ とし、そして遅延回路DL1、DL2-Aによる遅延がそれぞれ $T$ であるから加算器AD1の入出力の関係から

$$w(nT) = x(nT)$$

$$-a_{11} w(nT-T) - a_{12} w(nT-2T)$$

が成り立つことがわかる。また、遅延回路DL1、DL2-Bによる遅延が同じくそれぞれ $T$ であるから加算器AD2の入出力の関係から

$$y(nT) = w(nT) + b_{11}$$

$$w(nT-T) + b_{12} w(nT-2T)$$

の関係が成り立つことがわかる。この式は第1図の説明で述べた2つの式と全く同一であり、第2図の回路の入出力間の伝達関数は第1図と

全く同等になり、フィルタとしての周波数特性も全く同一のものが得られる。

次に、補数変換回路CMPLとメモリMEMの動作を説明する。補数変換回路CMPLには203を介して2の補数コードでデータが与えられる。いま、ビット数が $N=6$ であるとすれば $d_0$ 、 $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$ 、 $d_5$ の6ビットが203を介して与えられるが、補数変換回路CMPLは符号ビット $d_0$ が0のときには $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 、 $d_4$ 、 $d_5$ の5ビットをそのままメモリMEMに221を介して送出する。そしてメモリMEMから読み出された1つのデータの6ビット、 $g_0$ 、 $g_1$ 、 $g_2$ 、 $g_3$ 、 $g_4$ 、 $g_5$ をそのまま出力210～213のいずれかに送出する。

また、203を介して与えられた $d_0 \sim d_5$ の中、符号ビット $d_0$ が1のときには2の補数コードで表わされた $d_0 \sim d_5$ を符号プラス絶対値コードで表わされた $d_0' \sim d_5'$ に変換する。 $d_0 \sim d_5$ の各ビットを反転し最下位ビットに1を加算することによって $d_0' \sim d_5'$ が得られる。この場合 $d_0'$ は1となるが、残りの $d_1' \sim d_5'$ を221を介して、メモリMEM

に送出する。そしてメモリMEMから読み出された1つのデータの6ビット $g_0$ 、 $g_1$ 、 $g_2$ 、 $g_3$ 、 $g_4$ 、 $g_5$ を222を介して受信する。そしてこの $g_0 \sim g_5$ で表わされる数と符号が反対で絶対数の等しい数を表わす $g_0' \sim g_5'$ を作成する。これは $g_0 \sim g_5$ の各ビットを反転し最下位ビット $g_5$ に1を加算することにより得られる。このようにして得られた $g_0' \sim g_5'$ を210～213のいずれか定められたところに送出する。

次に第2図のメモリMEMの構成例を第3図に示す。記憶内容は32の列から成り立っており、各列はそれぞれアドレス欄、データ欄1～4の5つの欄から成り立っている。アドレス欄には第2図のメモリMEMの入力221に対応する情報が記憶される。いま、第2図のデータ201、202、203、205～209、210～213はすべて、符号を含めて6ビットで表現されると仮定しているので各例のアドレス欄のワードは符号を除いて5ビットから成り立っている。第2図のデータ210～213も6ビットで表現しなければなら

ないのでそれを記憶しているデータ欄のワードは6ビットより成り立っている。そしてデータ欄1には第2図のデータ210に相当する値が、データ欄2にはデータ212に相当する値が、データ欄3にはデータ211に相当する値が、データ欄4にはデータ213に相当する値が予め計算されて書き込まれている。すなわちデータ欄1～4はそれぞれ係数 $-a_{11}$ 、 $-a_{12}$ 、 $b_{11}$ 、 $b_{12}$ との乗算結果に対応している。但しこれは203で補数変換回路CMPLに与えられたデータが正数の場合であつて、それが負数の場合にはデータ1～4の内容の表わす数値と符号が反対で絶対数の等しい数に補数変換回路で変換されて210～213に送出される。

第3図の場合には係数は $-a_{11} = -0.777$ 、 $-a_{12} = 0.3434$ 、 $b_{11} = 0.707$ 、 $b_{12} = 1$ となつている。すなわち、第2図のフィルタの伝達関数は

$$H_1(Z) = \frac{Z^2 - 0.707Z + 1}{Z^2 + 0.777Z + 0.3434}$$

第2図のメモリMEMは入力データとして221が与えられるとその入力データと同一の内容を持つアドレス欄を搜索する。いま、入力データ221が11110であれば列51のアドレス欄の内容

また、本出題人は、正負の入力値に対応する積を記憶するというデジタル・フィルタを開発しているが、それに比べて正の入力値に対応する積だけを記憶し、負の入力値の場合はコード変換により絶対値を求めてとれてアクセスし、その結果得られた書積内容をコード変換により最終的な積を得る方式により記憶容量が半減できる。

したがって、本発明によれば、従来のように複雑な構成の乗算器を用いることなくデジタル・フィルタを構成でき経済的効果は大である。

#### 4 図面の簡単な説明

第1図は従来のデジタル・フィルタの構成を示す図面、第2図は本発明によるデジタル・フィルタの一実施例を示す図面であり、第3図は第2図の一部構成を具体的に説明するための図面である。

AD 1、AD 2	加算器
CMPL	補数变换回路
DL 1、DL 2A、DL 2B	遅延回路
MEM	メモリ

開路52-109351(5)  
が一致することを知り、列31のデータ欄1~4  
の内容を読み出し、データ欄1~4の内容を  
222を介して補数変換回路CMPLに送出する。

第 3 図ではアドレス欄を設けているが、アドレス欄を設けずにアクセスすることも通常のメモリのアクセス方法と同様可能である。

なお上記実施例では入力データ 203 が正の場合にはメモリの内容をそのまま使つて補数変換をしない場合について述べたが、入力データ 203 が負の場合にメモリの内容をそのまま使い、正の場合に補数変換を行なうようにすることもできる。

上記実施例からも明らかなように本発明によるデジタル・フィルタは、単にメモリにアクセスして読み出すという方式によりフィルタ機能が達成でき、しかもこれは、半導体メモリの進歩により小形経済的に構成できる。また、乗算器の演算時間に比べてメモリのアクセス時間は非常に短かく、時分割処理の多重度を向上できる。

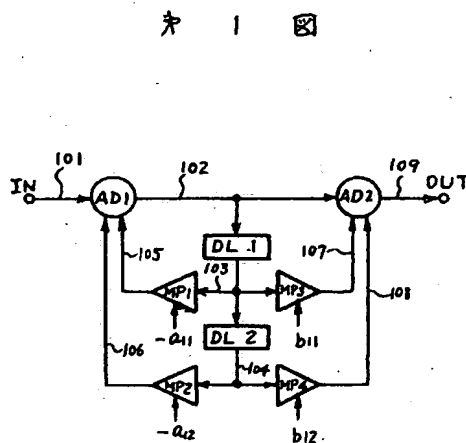


図 2

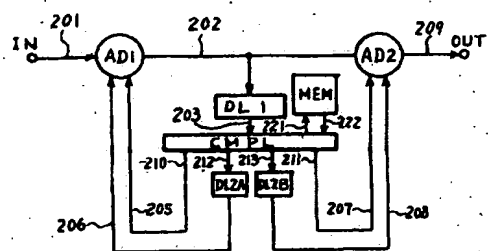


図 3

	アドレス欄	データ欄 1	データ欄 2	データ欄 3	データ欄 4
列 1	0 0 0 0 0	0 0 0 0 0 0	0 0 0 0 0 0	0 0 0 0 0 0	0 0 0 0 0 0
2	0 0 0 0 1	1 1 1 1 1 1	0 0 0 0 0 0	1 1 1 1 1 1	0 0 0 0 0 1
3	0 0 0 1 0	1 1 1 1 1 0	1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1	0 0 0 0 1 0
4	0 0 0 1 1	1 1 1 1 1 0	1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1	0 0 0 0 1 1
	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
列 31	1 1 1 1 0	1 0 1 0 0 1	1 1 0 1 1 0	1 0 1 0 1 1	0 1 1 1 1 0
32	1 1 1 1 1	1 0 1 0 0 0	1 1 0 1 0 1	1 0 1 0 1 0	0 1 1 1 1 1